

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 09161285
PUBLICATION DATE : 20-06-97

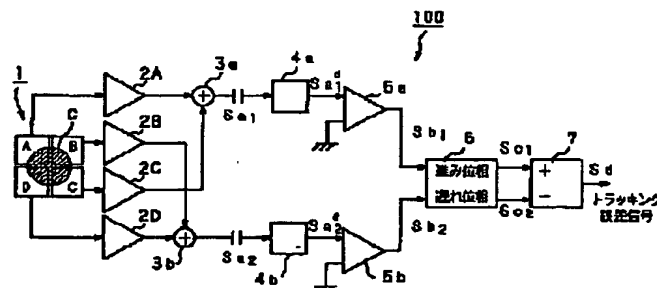
APPLICATION DATE : 05-12-95
APPLICATION NUMBER : 07316446

APPLICANT : SONY CORP;

INVENTOR : KIMURA MOTOI;

INT.CL. : G11B 7/09

TITLE : TRACKING ERROR DETECTING
DEVICE



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a tracking error detecting device with high detection precision.

SOLUTION: A light receiving means 1 light receives reflected light of a light spot formed on an information track of a recording medium by irradiating irradiation light by photodetectors A-D, and outputs currents according to the light receiving amount of the photodetector A-D. Current/voltage conversion means 2A-2D convert the current outputs of the light receiving means 1 to voltage signals. Signal detection means 3a, 3b generate two detection signals varying according to information recorded on the recording medium and varying their phases each other according to the tracking error of the light spot from the voltage signals from the current/voltage conversion means 2A-2D. High band emphasis means 4a, 4b increase respective high frequency components of the two detection signals to supply them to waveform shaping means 5a, 5b. The waveform shaping means 5a, 5b waveform shape respectively two detection signals from the high band emphasis means 4a, 4b to generate two digital detection signals. Phase comparison means 6, 7 generate the tracking error signal based on the phase difference component of the two digital detection signals to output it.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

This Page Blank (uspto)

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-161285

(43)公開日 平成9年(1997)6月20日

(51)Int.Cl.⁸

G 1 1 B 7/09

識別記号

庁内整理番号

9646-5D

F I

G 1 1 B 7/09

技術表示箇所

C

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 11 頁)

(21)出願番号 特願平7-316446

(22)出願日 平成7年(1995)12月5日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 木村 基

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

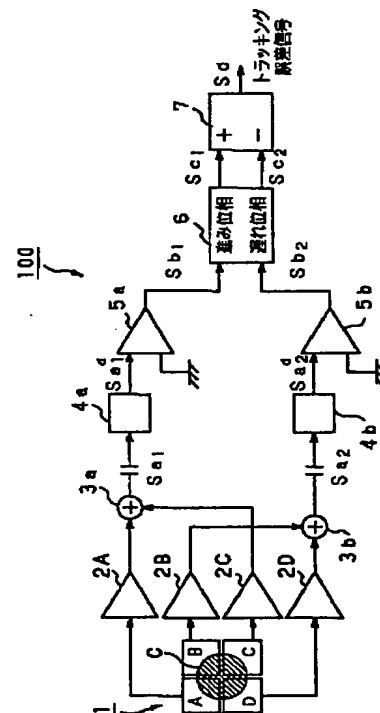
(74)代理人 弁理士 小池 晃 (外2名)

(54)【発明の名称】 トラッキング誤差検出装置

(57)【要約】

【課題】 検出精度が高いトラッキング誤差検出装置を提供する。

【解決手段】 受光手段1は、記録媒体の情報トラック上に照射光を投射して形成された光スポットの反射光を受光素子A～Dにより受光し、受光素子A～Dの受光量に応じた電流を出力する。電流電圧変換手段2A～2Dは、受光手段1の電流出力を電圧信号に変換する。信号検出手段3a、3bは、電流電圧変換手段2A～2Dからの電圧信号から上記記録媒体に記録されている情報に応じて変化すると共に上記光スポットのトラッキング誤差に応じて互いに位相が変化する2つの検出信号を生成する。高域強調手段4a、4bは、上記2つの検出信号の各高周波成分を増大して波形整形手段5a、5bに供給する。波形整形手段5a、5bは、高域強調手段4a、4bからの2つの検出信号を各々波形整形して2つのデジタル検出信号を生成する。位相比較手段6、7は、上記2つのデジタル検出信号の位相差成分に基いたトラッキング誤差信号を生成して出力する。



本発明に係るトラッキング誤差検出装置を用いたトラッキング誤差検出回路

【特許請求の範囲】

【請求項1】 記録媒体の情報トラック上に照射光を投射して形成された光スポットの反射光を受光素子により受光し、上記受光素子の受光量に応じた電流を出力する受光手段と、

上記受光手段の電流出力を電圧信号に変換する電流電圧変換手段と、

上記電流電圧変換手段で得られた電圧信号から上記記録媒体に記録されている情報に応じて変化すると共に上記光スポットのトラッキング誤差に応じて互いに位相が変化する2つの検出信号を生成する信号検出手段と、

上記信号検出手段により生成された2つの検出信号を各々波形整形して2つのデジタル検出信号を生成する波形整形手段と、

上記波形整形手段により生成された2つのデジタル検出信号の位相差成分に基いたトラッキング誤差信号を生成して出力する位相比較手段とを備え、

上記波形整形手段の前に各高周波成分が増大された2つの検出信号を生成する高域強調手段を備えることを特徴とするトラッキング誤差検出装置。

【請求項2】 上記高域強調手段は、高域強調特性を有する上記電流電圧変換手段により構成されることを特徴とする請求項1記載のトラッキング誤差検出装置。

【請求項3】 上記高域強調手段は、高域強調特性を有する上記信号検出手段により構成されることを特徴とする請求項1記載のトラッキング誤差検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば、光ディスク等の記録媒体に位相ビットにより記録された情報を再生する光学的情報再生装置において、再生処理時に行うトラッキング制御のためのトラッキング誤差信号を検出するトラッキング誤差検出装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、コンパクトディスクやビデオディスク等の光ディスクから光学的に情報を読み取る光学的情報再生装置が多く用いられている。上記光ディスクには、微細なトラックに情報が位相ビットにより記録されており、このトラックから正確に情報を再生するためには、精密なトラッキング制御が必要である。また、精密なトラッキング制御を行うためには、トラッキング誤差の検出が必要であり、このトラッキング誤差の検出は、通常、光学的手段を利用して行われる。

【0003】そこで、上記光学的情報再生装置は、図13に示すようなトラッキング誤差検出回路200を備えている。このトラッキング誤差検出回路200は、例えば、位相差検出方式を用いたものである。

【0004】以下、トラッキング誤差検出回路200について説明する。

【0005】まず、図示していない光ディスクから反射

してきた光ビームを4分割フォトディテクタ201の中心付近に入射させる。これにより、4分割フォトディテクタ201の4つの受光素子A、B、C、Dからは、受光素子の受光量に応じた電流が電流電圧変換器202A、202B、202C、202Dに対して各々出力される。そして、電流電圧変換器202A、202B、202C、202Dにより、受光素子A、B、C、Dからの各出力電流が電圧信号に各々変換される。

【0006】次に、加算器203aは、電流電圧変換器202Aで得られた電圧信号と、電流電圧変換器202Cで得られた電圧信号とを加算する。また、加算器203bは、電流電圧変換器202Bで得られた電圧信号と、電流電圧変換器202Dで得られた電圧信号とを加算する。

【0007】加算器203aで得られた加算信号（以下、A+C信号と言う。）は、2値化器204aにより2値化され、2値化されたA+C信号は、デジタル検出信号（A+C）として位相比較器205に供給される。また、加算器203bで得られた加算信号（以下、B+D信号と言う。）も、2値化器204bにより2値化され、2値化されたB+D信号は、デジタル検出信号（B+D）として位相比較器205に供給される。

【0008】次に、位相比較器205は、2値化器204aからのデジタル検出信号（A+C）と、2値化器204bからのデジタル検出信号（B+D）とから、進み位相差及び遅れ位相差を検出し、進み位相差のパルス、及び遅れ位相差のパルスを各々生成する。そして、位相比較器205は、生成した2つのパルスを別々に出力処理回路206に供給する。

【0009】出力処理回路206は、位相比較器205から別々に供給された2つのパルスからトラッキング誤差信号を生成して出力する。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】ところで、光ディスク用光学系の空間周波数特性は、図14に示すような特性であり、上記図14に示すように、短いビットになるほど再生信号のレベルは低くなる。

【0011】尚、以下の説明において、光学系の遮断空間周波数を $[L_{cut\ off}]$ 、光学系の遮断空間周波数相当のビット長を $[L_{cut\ off}]$ 、チャンネルクロック周期を $[T]$ 、及び n 倍のチャンネルクロック周期の長さを有するビット長を $[L_{nt}]$ で示す。

【0012】そこで、ビット長が $[L_{cut\ off}]$ に近いことにより再生信号の振幅（以下、再生振幅と言う。）が小さい短ビットを有する光ディスクに対して、上述したようなトラッキング誤差検出回路200を備える光学的情報再生装置を用いて再生処理を行った場合、上記図14に示した空間周波数特性により、ビット非対称性、すなわちビットアシンメトリによる中心レベルの変動、フォーカスずれ、光ディスクの光ピックアップ光

軸からの傾き等に起因する再生信号のレベル低下、及びトラッキング誤差検出回路200の2値化器204a、204bのオフセット電圧変動によるしきい値の変動等が生じてしまっていた。このため、トラッキング誤差検出回路200では、短ビットの2値化処理を正確に行うことができない場合が生じ、それに伴い、トラッキング誤差検出回路200で得られるトラッキング誤差信号の振幅低下、雑音増加、及び波形歪を招くことがあった。

【0013】具体的に説明すると、例えば、コンパクトディスク（以下、CD：compact diskと言う。）用光学系の空間周波数特性は、 $[L_{cut\ off}] \sim 約1150本/mm$ であり、この値は、ビット長 $[L_{cut\ off}] \sim 0.43\mu m$ に相当する。

【0014】一方、CDには、EFM（Eight to Fourteen Modulation）変調方式によりデジタル化された信号が $[3T] \sim [11T]$ の長さのビットで記録されている。したがって、CDに記録されているビットのうち $[3T]$ の長さのビットが最短ビットとなるが、CDの規格では、 $[L_{3T}] = 0.83\mu m$ であり、空間周波数特性は、 $[L_{3T}] \sim 2 \times [L_{cut\ off}]$ となる。

【0015】ここで、上述のようなCDから得られる再生信号において、図15は、上記CDがビット非対称性を持たない場合のアイパターンを示したものであり、図16は、上記CDがビット非対称性を有する場合のアイパターンを示したものである。

【0016】上記図15及び上記図16に示すように、最短ビットの再生振幅 I_{3T} は、比較的大きく、 $[11T]$ の長さのビットの再生振幅 I_{11T} の70%程度となっている。したがって、このような場合には、ビット非対称性を有するCDであっても2値化処理を行うことができる。

【0017】しかし、最短ビットのビット長が $[L_{cut\ off}]$ に最も近い場合、例えば、空間周波数特性が $[L_{3T}] \sim 1.5 \times [L_{cut\ off}]$ であった場合、図17に示すように、最短ビットの再生振幅 I_{3T} は、 $[11T]$ の長さのビットの振幅 I_{11T} の20%程度に減少する。したがって、光学系の遮断空間周波数相当のビット長に近い長さのビットに対しては、上述したようなビット非対称性等の要因により、2値化処理を行うことができない場合が生じてしまっていた。

【0018】一方、上述したような問題点を解決するために、例えば、2値化器への入力信号の振幅を全体的に増大する装置が考えられるが、このような装置では、長ビットの再生振幅までも増大されてしまい、長ビットの再生振幅が非常に大きくなってしまふ。このため、高い電源電圧が必要となり、これは、装置の消費電力の増大につながってしまう。

【0019】そこで、本発明は、上述の如き従来の実情に鑑みてなされたものであり、次のような目的を有するものである。

【0020】即ち、本発明の目的は、検出精度が高いトラッキング誤差検出装置を提供することにある。

【0021】また、本発明の目的は、トラッキング制御の安定性及び制御精度を向上させることができるトラッキング誤差検出装置を提供することにある。

【0022】

【課題を解決するための手段】上述の課題を解決するために、本発明に係るトラッキング誤差検出装置は、記録媒体の情報トラック上に照射光を投射して形成された光スポットの反射光を受光素子により受光し、上記受光素子の受光量に応じた電流を出力する受光手段と、上記受光手段の電流出力を電圧信号に変換する電流電圧変換手段と、上記電流電圧変換手段で得られた電圧信号から上記記録媒体に記録されている情報に応じて変化すると共に上記光スポットのトラッキング誤差に応じて互いに位相が変化する2つの検出信号を生成する信号検出手段と、上記信号検出手段により生成された2つの検出信号を各々波形整形して2つのデジタル検出信号を生成する波形整形手段と、上記波形整形手段により生成された2つのデジタル検出信号の位相差成分に基いたトラッキング誤差信号を生成して出力する位相比較手段とを備える。そして、上記波形整形手段の前に各高周波成分が増大された2つの検出信号を生成する高域強調手段を備えることを特徴とする。

【0023】また、本発明に係るトラッキング誤差検出装置は、上記高域強調手段は、高域強調特性を有する上記電流電圧変換手段により構成されることを特徴とする。

【0024】また、本発明に係るトラッキング誤差検出装置は、上記高域強調手段は、高域強調特性を有する上記信号検出手段により構成されることを特徴とする。

【0025】

【発明の実施の形態】以下、発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【0026】本発明に係るトラッキング誤差検出装置は、例えば、光ディスクに記録された情報を再生する光学的情報再生装置に設けられた図1に示すようなトラッキング誤差検出回路100に適用される。

【0027】このトラッキング誤差検出回路100は、後述する位相差検出方式を用いたものであり、4つの受光素子A、B、C、Dからなる4分割フォトディテクタ1と、4つの受光素子A、B、C、Dの各出力が各々供給される4つの電流電圧変換器2A、2B、2C、2Dと、電流電圧変換器2Aの出力と電流電圧変換器2Cの出力が供給される加算器3aと、電流電圧変換器2Bの出力と電流電圧変換器2Dの出力が供給される加算器3bと、加算器3aの出力が供給される高域強調回路4aと、加算器3bの出力が供給される高域強調回路4bと、高域強調回路4aの出力が供給される2値化器5aと、高域強調回路4bの出力が供給される2値化器5b

と、2値化器5aの出力と2値化器5bの出力が供給される位相比較器6と、位相比較器6の出力が供給されトラッキング誤差信号を出力する出力処理回路7とを備えている。

【0028】まず、4分割フォトディテクタ1には、例えば、図2に示すような光ヘッド8からの光ビームが入射するようになされている。

【0029】すなわち、上記図2に示した光ヘッド8において、まず、半導体レーザ81から出射した発散光は、ハーフミラー82により反射し、コリメータレンズ83に入射する。

【0030】コリメータレンズ83は、発散光である入射光を平行光に変換して出射する。コリメータレンズ83から出射される平行光は、対物レンズ84により光ディスク9上に集光する。この時、図示していないフォーカシング制御回路は、光ディスク9上に集光するスポット径が常に最小となるようにフォーカスサーボを行う。

【0031】そして、光ディスク9から反射した光は、再度、対物レンズ84とコリメータレンズ83を介して収束光となり、非点収差法によるフォーカス誤差検出用の平行平板85を介した後、集差補正用レンズ86を介して光ビームとして4分割フォトディテクタ1に入射する。

【0032】上述のようにして光ヘッド8から出射される光ビームは、上記図1に示すように、4分割フォトディテクタ1の中心付近Cに入射されるようになされている。

【0033】つぎに、上述した位相差検出方式とは、上記図2に示した光ディスク9からの反射光のような検出光を受光し、受光面の2つの部分の受光量に基いた2つの電気信号の位相差を用いて、トラッキング誤差を検出する方式である。このような位相差検出方式を用いたトラッキング誤差検出回路100では、4分割フォトディテクタ1の受光素子A、B、C、Dの各受光量に対応する電気信号の位相を P_A 、 P_B 、 P_C 、 P_D とした場合、上述した2つの電気信号の位相差TEを

$$TE = (P_A + P_C) - (P_B + P_D)$$

なる式に基いて求めるようになされている。

【0034】すなわち、まず、受光素子Aは、光ヘッド8からの入射光を受光し、その受光量に対応した電流を電流電圧変換器2Aに供給する。また、他の3つの受光素子B、C、Dも受光素子Aと同様にして、各々、光ヘッド8からの入射光を受光し、その受光量に対応した電流を電流電圧変換器2B、2C、2Dに各々供給する。

【0035】次に、電流電圧変換器2Aは、受光素子Aからの電流を電圧信号に変換し、その電圧信号を加算器3aに供給する。また、電流電圧変換器2B、2C、2Dも電流電圧変換器2Aと同様にして、各々、受光素子B、C、Dからの電流を電圧信号に変換し、その電圧信号を加算器3b、3c、3dに各々供給する。

【0036】したがって、加算器3aには、電流電圧変換器2Aと電流電圧変換器2Cからの各電圧信号が供給され、加算器3bには、電流電圧変換器2Bと電流電圧変換器2Dからの各電圧信号が供給されることとなる。

【0037】そして、加算器3aは、電流電圧変換器2Aからの電圧信号と、電流電圧変換器2Cからの電圧信号とを加算し、その加算信号 S_{a1} を高域強調回路4aに供給する。また、加算器3bは、電流電圧変換器2Bからの電圧信号と、電流電圧変換器2Dからの電圧信号とを加算し、その加算信号 S_{a2} を高域強調回路4bに供給する。

【0038】ここで、加算器3aから出力される加算信号 S_{a1} 、すなわち受光素子Aにおける受光量に対応した電圧信号と、受光素子Cにおける受光量に対応した電圧信号とを加算して得られた信号（以下、A+C信号 S_{a1} と言う。）は、例えば、図3の（1）に示すような波形となる。また、加算器3bから出力される加算信号 S_{a2} 、すなわち受光素子Bにおける受光量に対応した電圧信号と、受光素子Dにおける受光量に対応した電圧信号とを加算して得られた信号（以下、B+D信号 S_{a2} と言う。）は、例えば、上記図3の（2）に示すような波形となる。上記図3の（1）及び（2）に示すように、A+C信号 S_{a1} 及びB+D信号 S_{a2} は、各々、ビットの有無に応じた波形となり、このようなA+C信号 S_{a1} 及びB+D信号 S_{a2} が高域強調回路5a及び高域強調回路5bに各々供給される。

【0039】高域強調回路4aは、例えば、図4に示すような構成をしており、図5に示すような特性を有している。

【0040】すなわち、高域強調回路4aでは、電荷容量C1を有するコンデンサ41、抵抗値R2を有する抵抗42、及び差動増幅回路43が入力端子 I_{in} と出力端子 I_{out} 間に順に設けられている。また、入力端子 I_{in} と出力端子 I_{out} 間には、コンデンサ41、抵抗42、及び差動増幅回路43に対して並列に抵抗値R1を各々有する抵抗45と抵抗46とが順に設けられている。さらに、抵抗45と抵抗46間と、抵抗42と差動増幅器43間とが接続されている。

【0041】上述のような構成により、上記図5に示すように、入力端子 I_{in} から入力される入力信号の周波数が $1/(2\pi(R1+R2)C1)$ から高周波になる程、20db/decの利得が与えられ、周波数 $1/(2\pi R2 C1)$ では、出力端子 I_{out} から出力される信号は、 $R1/(R1//R2)$ で表される利得が与えられることとなる。

【0042】尚、高域強調回路4bは、上記図4に示した高域強調回路4aの構成と同様の構成をしており、また、上記図5に示した特性を有したものであるため、その詳細な説明は省略する。また、高域強調回路4a、4bによる具体的な効果についての詳細な説明は後述す

る。

【0043】したがって、加算器3aで得られたA+C信号 S_{a1} は、高域強調回路4aにより高周波成分が増大されてA+C信号 $S_{d_{a1}}$ として2値化器5aに供給される。また、加算器3bで得られたB+D信号 S_{a2} は、高域強調回路4bにより高周波成分が増大されてB+D信号 $S_{d_{a2}}$ として2値化器5bに供給される。

【0044】2値化器5aには、例えば、図示していないコンデンサにより、直流成分が遮断された高域強調回路4aからのA+C信号 $S_{d_{a1}}$ が供給される。そして、2値化器5aは、直流成分が遮断されたA+C信号 $S_{d_{a1}}$ に対して、GNDレベルを中心とした2値化処理、すなわち上記図3の(1)に示すような平均直流レベル L_1 を中心とした2値化処理を施す。これにより、2値化器5aでは、上記図3の(3)に示すような波形のデジタル検出信号 S_{b1} が得られる。

【0045】また、2値化器5bには、2値化器5aと同様にして、図示していないコンデンサにより、直流成分が遮断された高域強調回路4bからのB+D信号 $S_{d_{a2}}$ が供給される。そして、2値化器5bは、2値化器5aと同様にして、直流成分が遮断されたB+D信号 $S_{d_{a2}}$ に対して、GNDレベルを中心とした2値化処理、すなわち上記図3の(2)に示すような平均直流レベル L_2 を中心とした2値化処理を施す。これにより、2値化器5bでは、上記図3の(4)に示すような波形のデジタル検出信号 S_{b2} が得られる。

【0046】上述のようにして2値化器5aで得られたデジタル検出信号 S_{b1} 、及び2値化器5bで得られたデジタル検出信号 S_{b2} は、各々、位相比較器6に供給される。

【0047】位相比較器6は、例えば、図6に示すような構成をしており、2値化器5aからのデジタル検出信号 S_{b1} と、2値化器204bからのデジタル信号 $S_{d_{b2}}$ とから、進み位相差のパルス、及び遅れ位相差のパルスを生成して、生成した2つのパルスを別々に出力する。

【0048】以下、上記図3の(3)～(6)及び上記図6を用いて、位相比較器6により生成される各パルスについて具体的に説明する。

【0049】尚、上記図3の(5)及び(6)は、位相比較器6により生成されるパルスの波形を示したものであり、上記図3の(3)～(6)において、各信号の状態部分及び状態反転部分を各々b1-X、b2-X、C1-X、C2-Xで示すものとする。

【0050】まず、位相比較器6において、NANDゲート600の出力信号Aは、状態部分b1-1及びb2-1に示すように、2値化器5aからのデジタル検出信号 S_{b1} と、2値化器5bからのデジタル検出信号 S_{b2} とが共に「1」の場合のみ「0」となる。また、ORゲート601の出力信号Bは、状態部分b1-2及

びb2-2に示すように、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「0」の場合のみ「0」となる。さらに、NANDゲート612の出力信号は、後述するが、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に等しい場合のみ通常「0」となる。このため、NANDゲート600の出力信号A、又はORゲート601の出力信号Bが「0」の場合に、フリップフロップ604は、セット、又はリセットされ、信号Cを出力する。

【0051】すなわち、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「1」の場合に、フリップフロップ604は、セットされて、「1」の信号Cを出力し、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「0」の場合に、フリップフロップ604は、リセットされて、「0」の信号Cを出力する。

【0052】そこで、例えば、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「1」の場合、フリップフロップ604は、セットされて、「1」の信号Cを出力するため、NANDゲート606の出力信号D、及びNANDゲート608の出力信号Fは、共に「0」となる。また、この場合、ORゲート607の出力信号E、及びORゲート609の出力信号Gは、共に「1」となる。

【0053】したがって、状態部分C1-1に示すように、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「1」の場合には、信号H、すなわち出力端子 I_1 から出力されるパルス S_{c1} が「0」で出力される。また、状態部分C2-1に示すように、信号I、すなわち出力端子 I_2 から出力されるパルス S_{c2} も「0」で出力される。

【0054】次に、デジタル検出信号 S_{b1} 又はデジタル検出信号 S_{b2} が「0」になると、例えば、状態反転部分b1-3に示すように、デジタル検出信号 S_{b1} が「0」になると、状態反転部分C1-2に示すように、パルス S_{c1} が「1」となる。この時、パルス S_{c2} は、「0」である。

【0055】また、状態反転部分b2-3に示すように、デジタル検出信号 S_{b2} が「0」になり、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「0」になると、状態反転部分C1-3に示すように、パルス S_{c1} が「0」となる。この時、パルス S_{c2} は、「0」である。

【0056】そして、デジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に「0」になると、すなわちデジタル検出信号 S_{b1} とデジタル検出信号 S_{b2} が共に同じ状態となると、上述したが、NANDゲート612の出力は、「0」となり、ORゲート601の出力信号Bも「0」となる。このため、フリップフロップ604は、リセットされる。これにより、NANDゲート606の出力信号D、及びNANDゲート608の出力

信号Fは、共に「1」となる。また、ORゲート607の出力信号E、及びORゲート609の出力信号Gは、共に「0」となる。

【0057】以後、デジタル検出信号 $S_{d_{b1}}$ 又はデジタル検出信号 $S_{d_{b2}}$ が「1」になると、パルス S_{c1} 又はパルス S_{c2} が「1」となり、デジタル検出信号 $S_{d_{b1}}$ とデジタル検出信号 $S_{d_{b2}}$ が共に「1」になると、パルス S_{c1} 又はパルス S_{c2} が共に「0」となって、最初の状態に戻る。

【0058】上述のように、位相比較器6に供給されるデジタル検出信号 S_{b1} の状態のみが反転した場合には、位相比較器6からパルス S_{c1} が「1」で出力され、デジタル検出信号 $S_{d_{b1}}$ とデジタル検出信号 $S_{d_{b2}}$ が共に同じ状態になると、パルス S_{c1} が「0」となる。また、位相比較器6に供給されるデジタル検出信号 $S_{d_{b2}}$ の状態のみが反転した場合には、位相比較器6からパルス S_{c2} が「1」で出力され、デジタル検出信号 $S_{d_{b1}}$ とデジタル検出信号 $S_{d_{b2}}$ が共に同じ状態になると、パルス S_{c2} が「0」となる。

【0059】そして、パルス S_{c1} とパルス S_{c2} の「1」の時間の長さの差が位相差を示すこととなる。

【0060】上述のようにして位相比較器6で得られたパルス S_{c1} とパルス S_{c2} は、別々に、出力処理回路7に供給される。

【0061】出力処理回路7は、図示していないが、低域通過フィルタ及び差動増幅回路からなる。この出力処理回路7において、位相比較器6からのパルス S_{c1} とパルス S_{c2} は、上記低域通過フィルタを介して上記差動増幅回路に供給される。そして、上記差動増幅回路は、上記低域通過フィルタを介したパルス S_{c1} とパルス S_{c2} の差分をとり、その差分に基いたトラッキング誤差信号を生成する。したがって、出力処理回路7からは、上記図3の(7)に示すようなトラッキング誤差信号 S_d 出力される。

【0062】上述のように、トラッキング誤差検出回路100では、2値化器5a、5bの前段に高域強調回路4a、4bを備え、2値化器5a、5bには、高域強調回路4a、4bを介した信号が供給されるようになされている。

【0063】以下、高域強調回路4a、4bを備えることによる効果について具体的に説明する。

【0064】例えば、上記図2に示した光ディスク9には、EFM変調方式により[3T]～[11T]の長さのビットの情報が記録されているものとする。また、空間周波数特性は $[L_{3T}] \sim 1.5 \times [L_{cut\ off}]$ 、[3T]の長さのビット(以下、3Tビットと言う。)の繰返し時の再生信号周波数は約4.5MHz、[11T]の長さのビット(以下、11Tビットと言う。)の繰返し時の再生信号周波数は約1.2MHzとする。さらに、高域強調回路4a、4bは、1MHz

zで約+3dbの利得を与え、4MHzで約+12dbの利得を与えるものとする。

【0065】まず、上述のような条件において、光ディスク9からは、上記図17に示したようなアイパターンを有する再生信号が得られる。また、上記図17に示したアイパターンを有する光ディスク9からは、トラッキング誤差検出回路100により、図7に示すようなトラッキング誤差信号が得られる。このトラッキング誤差信号は、フォーカスサーボをかけて光ディスク9のトラックを横切っていく場合に得られたものである。

【0066】つぎに、例えば、光ディスク9をビット非対称性を有するディスクとした場合、この光ディスク9からは、図8に示すように、3Tビットの振幅の中心レベル L_{3T} が11Tビットの振幅の中心レベル L_{11T} から大きくずれたアイパターンを有する再生信号が得られる。

【0067】そこで、上述のようなビット非対称性を有する光ディスク9からトラッキング誤差信号を検出する場合において、高域強調回路4a、4bの有無によるトラッキング誤差信号の違いは以下になる。

【0068】図9は、トラッキング誤差検出回路100から高域強調回路4a、4bを省いた場合に得られるトラッキング誤差信号、すなわち上記図13に示したような従来のトラッキング誤差検出回路200を用いた場合に得られるトラッキング誤差信号を示した図である。また、図10の(a)及び(b)は、この場合において、2値化器に入力される信号の波形、及び2値化器から出力される信号の波形を示した図である。

【0069】上記図9に示したトラッキング誤差信号は、上記図7に示したトラッキング誤差信号に比べ、振幅低下、雑音増加、及び波形歪が生じている。また、上記図10の(a)に示すように、2値化器へ入力される信号は、短ビットの再生振幅が中心からずれているため、しきい値Tを横切ることができない部分 $E_{r1} \sim E_{r4}$ が生じている。このため、上記図10の(b)に示すように、しきい値Tを横切ることができない部分 $E_{r1} \sim E_{r4}$ は、2値化されずに出力されている。

【0070】一方、図11は、高域強調回路4a、4bを備えたトラッキング誤差検出回路100を用いた場合に得られるトラッキング誤差信号を示した図である。また、図12の(a)及び(b)は、この場合の2値化器5a、5bに入力される信号の波形、及び2値化器5a、5bから出力される信号の波形を示した図である。

【0071】上記図11に示したトラッキング誤差信号は、上記図7に示したトラッキング誤差信号に比べ、振幅低下、雑音増加、及び波形歪が生じているが、上記図9に示したトラッキング誤差信号より、振幅低下、雑音増加、及び波形歪が大幅に改善されている。また、上記図12の(a)に示すように、高域強調回路4a、4bにより、短ビットの再生振幅が増大されている。このた

め、上記図12の(b)に示すように、短ビットの再生振幅が中心からずれていてもしきい値Tを横切ることができ、確実に2値化することができる。

【0072】上述のように、2値化器5a、5bの前段に高域強調回路4a、4bを備えることにより、短ビットの再生振幅が増大されるため、2値化処理及び位相比較処理を正確に行うことができる。したがって、ビット非対称性を有する光ディスクから得られるトラッキング誤差信号の振幅低下、雑音増加、及び波形歪を低減することができる。

【0073】また、2値化器5a、5bのオフセット電圧のばらつき、フォーカスずれ、及び光ディスクの光ピックアップ光軸からの傾き等に起因する再生信号のレベル低下により生じるトラッキング誤差信号の振幅低下、雑音増加、及び波形歪を低減することができる。

【0074】したがって、トラッキング誤差検出回路100は、良質なトラッキング誤差信号を得ることができる。そして、トラッキング誤差検出回路100で得られたトラッキング誤差信号を用いることにより、安定した高精度のトラッキング制御を行うことができる。

【0075】尚、上述したトラッキング誤差検出回路100では、2値化器5a、5bの前段に高域強調回路4a、4bを設けた構成としたが、高域強調回路4a、4bを設けずに、電流電圧変換器2A～2Dに高域強調特性を各々持たせるようにしてもよい。或いは、電流電圧変換器2A～2Dではなく加算器3a、3bに高域強調特性を各々持たせるようにしてもよい。

【0076】

【発明の効果】本発明に係るトラッキング誤差検出装置では、受光手段は、記録媒体の情報トラック上に照射光を投射して形成された光スポットの反射光を受光素子により受光し、上記受光素子の受光量に応じた電流を出力する。電流電圧変換手段は、上記受光手段の電流出力を電圧信号に変換する。信号検出手段は、上記電流電圧変換手段で得られた電圧信号から上記記録媒体に記録されている情報に応じて変化すると共に上記光スポットのトラッキング誤差に応じて互いに位相が変化する2つの検出信号を生成する。波形整形手段は、上記信号検出手段により生成された2つの検出信号を各々波形整形して2つのデジタル検出信号を生成する。この時、上記波形整形手段の前に備えられた高域強調手段は、各高周波成分が増大された2つの検出信号を生成して上記波形整形手段に供給する。位相比較手段は、上記波形整形手段により生成された2つのデジタル検出信号の位相差成分に基いたトラッキング誤差信号を生成して出力する。これにより、上記波形整形手段に供給される2つの検出信号は、各高周波成分が増大されたものであるため、上記上記波形整形手段は、2値化処理を正確に行うことができる。また、上記位相比較手段には、正確な2値化処理により得られた2つのデジタル検出信号が供給される

ため、上記位相比較手段は、位相比較処理を正確に行うことができ、良質のトラッキング誤差信号を生成することができる。したがって、上記トラッキング誤差検出装置の検出精度を向上させることができる。また、このトラッキング誤差検出回路で得られた良質のトラッキング誤差信号を用いることにより、安定した高精度のトラッキング制御を行うことができる。

【0077】また、本発明に係るトラッキング誤差検出装置では、上記高域強調手段は、高域強調特性を有する上記電流電圧変換手段により構成される。これにより、信号検出手段には、各高周波成分が増大された電圧信号が供給されることとなり、信号検出手段は、各高周波成分が増大された2つの検出信号を生成することができる。また、上記波形整形手段は、2値化処理を正確に行うことができる。また、上記位相比較手段は、位相比較処理を正確に行うことができ、良質のトラッキング誤差信号を生成することができる。したがって、上記トラッキング誤差検出装置の検出精度を向上させることができる。

【0078】また、本発明に係るトラッキング誤差検出装置では、上記高域強調手段は、高域強調特性を有する上記信号検出手段により構成される。これにより、上記波形整形手段に供給される2つの検出信号は、各高周波成分が増大されたものであるため、上記上記波形整形手段は、2値化処理を正確に行うことができる。また、上記位相比較手段は、位相比較処理を正確に行うことができ、良質のトラッキング誤差信号を生成することができる。したがって、上記トラッキング誤差検出装置の検出精度を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るトラッキング誤差検出装置を適用したトラッキング誤差検出回路の構成を示すブロック図である。

【図2】光ヘッドの構成を示すブロック図である。

【図3】上記トラッキング誤差検出回路の各構成要素の各出力信号を説明するための波形図である。

【図4】上記トラッキング誤差検出回路の高域強調回路の構成を示す回路図である。

【図5】上記高域強調回路の特性を説明するための図である。

【図6】上記トラッキング誤差検出回路の位相比較器の構成を示す回路図である。

【図7】下記図17のアイパターンを有する光ディスクから得られるトラッキング誤差信号を説明するための図である。

【図8】ビット非対称性を有する光ディスクから得られる再生信号のアイパターンを説明するための図である。

【図9】上記高域強調回路を備えない場合に得られるトラッキング誤差信号を説明するための図である。

【図10】上記高域強調回路を備えない場合の2値化器

る。

【図17】最短ビットのビット長が光学系の遮断空間周波数相当のビット長に最も近い場合の最短ビットの再生振幅を説明するための図である。

【符号の説明】

1 4分割フォトディテクタ

2A~2D 電流電圧変換器

3 a, 3 b 加算器

4 a, 4 b 高域強調回路

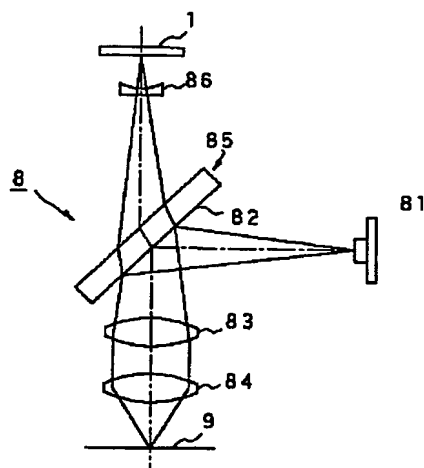
5 a, 5 b 2值化器

6 位相比較器

7 出力処理回路

100 トラッキング誤差検出回路

【図2】



光ヘッド

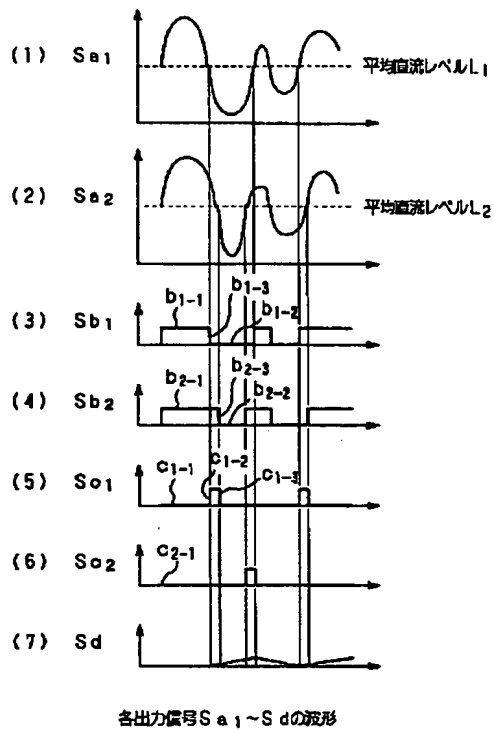
【図5】



高域強調回路の特性

高域強調回路を構えない場合の検出されるトラッキング誤差信号

【図3】



【図7】

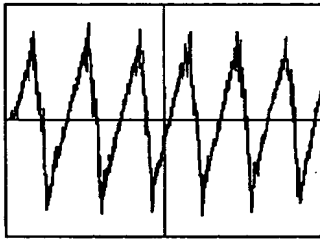
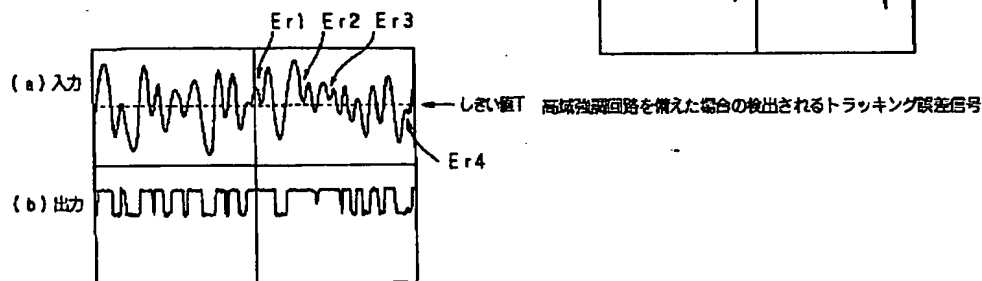


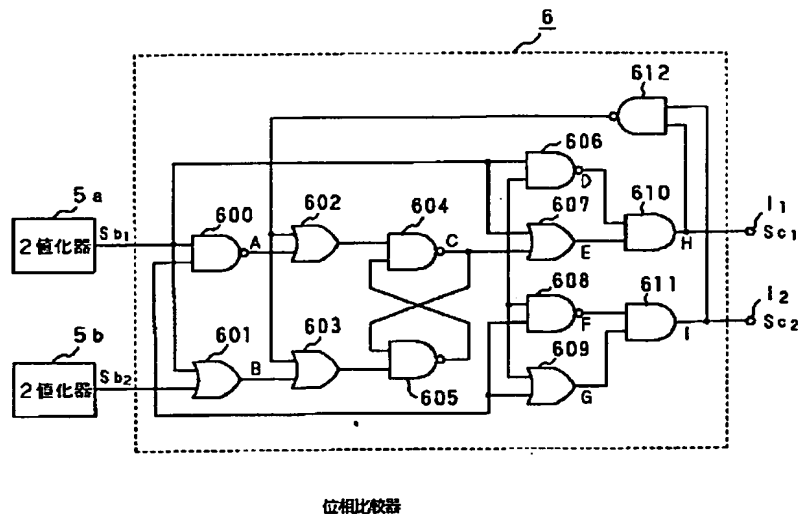
図17のアイパターンをもつディスクから得られるトラッキング誤差信号

【図10】

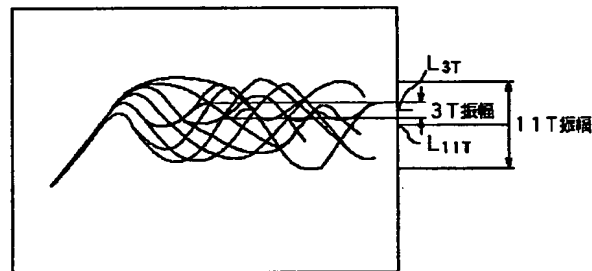


高域強調回路を備えない場合の2値化器における入出力信号の波形

【図6】

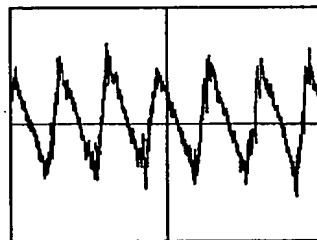


【図8】

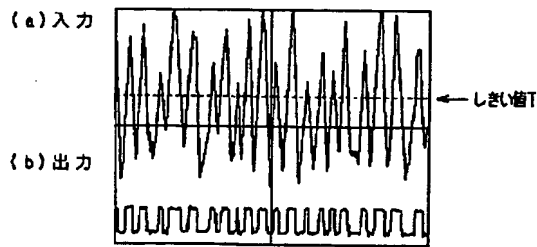


ビット対称性をもった光ディスクのアイパターン

【図11】

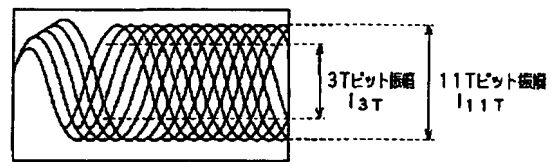


【図12】



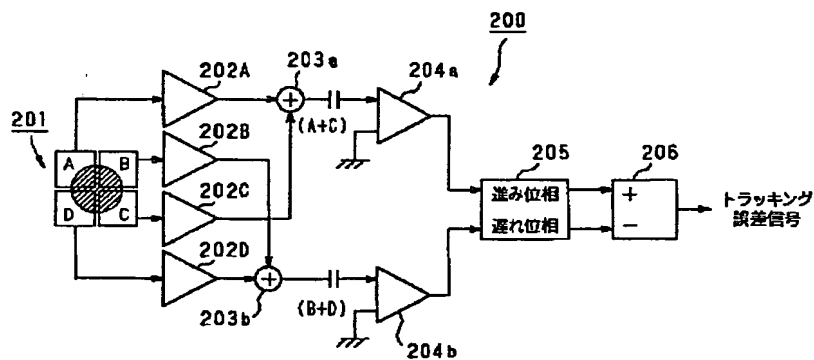
高域強調回路を備えた場合の2値化器における入出力信号の波形

【図15】



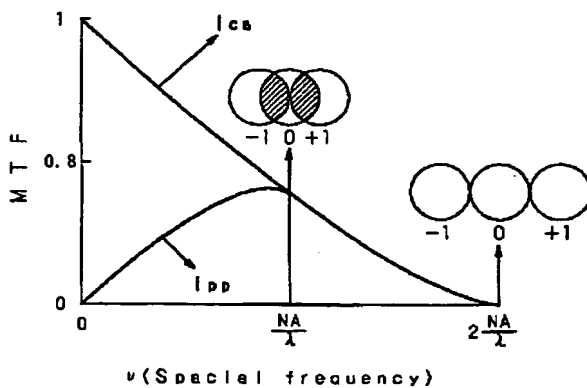
再生信号のアイパターン(ビット非対称性がない場合)

【図13】



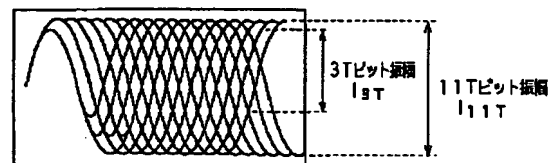
従来のトラッキング誤差検出回路

【図14】



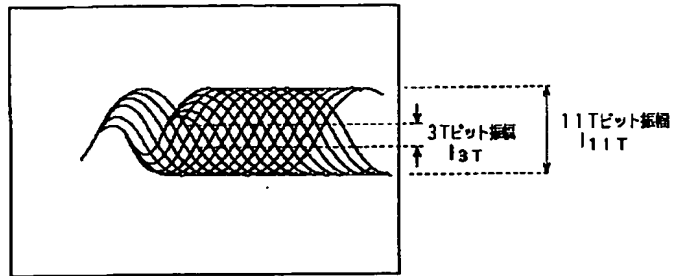
光ディスク用光学系の空間周波数特性

【図16】



再生信号のアイパターン(ビット非対称性がある場合)

【図17】



再生信号のアイパターン(最短ビット長= $L_{3T} \sim 1.5L_{outoff}$ の場合)

This Page Blank (uspto)